

⑪ 公開特許公報 (A)

昭58-31622

⑫ Int. Cl.³H 04 B 1/26
H 03 D 7/00
H 04 N 5/48

識別記号

序内整理番号
6538-5K
7402-5J
7423-5C⑬ 公開 昭和58年(1983)2月24日
発明の数 3
審査請求 未請求

(全 6 頁)

⑭ 周波数変換回路

⑮ 特 願 昭56-130451

⑯ 出 願 昭56(1981)8月19日

⑰ 発明者 田井晶

門真市大字門真1006番地松下電
器産業株式会社内

⑱ 発明者 田中年秀

門真市大字門真1006番地松下電
器産業株式会社内

⑲ 発明者 濑恒謙太郎

門真市大字門真1006番地松下電
器産業株式会社内

⑳ 出願人 松下電器産業株式会社

門真市大字門真1006番地

㉑ 代理人 弁理士 宮井咲夫

明細書

1. 発明の名称

周波数変換回路

2. 特許請求の範囲

(1) 第1のコイルと第1の容量からなる第1の並列共振回路と、第2のコイルと第2の容量からなる前記第1の並列共振回路に直列接続された第2の並列共振回路と、前記第1および第2の並列共振回路の接続点とアース間に接続されるとともに第1および第2の並列共振回路の共振周波数より低くなるように共振周波数が選択された第3のコイルおよび第3の容量よりなる第3の並列共振回路とを有する周波数変換回路。

(2) 前記第1の並列共振回路と第2の並列共振回路の共振周波数は互いに異なる特許請求の範囲第(1)項記載の周波数変換回路。

(3) 直列接続された第1および第2の結合容量と、これらの結合容量の接続点とアース間に接続された第1のコイルおよび第3の容量よりなる直

列共振回路と、この直列共振回路に並列接続され、てその直列共振回路とともに並列共振回路を形成しつつ前記直列共振回路の共振周波数が並列共振回路の共振周波数よりも高くなるよう選択された第2のコイルとを有するフィルタ回路を備えた周波数変換回路。

(4) 第1のコイルと第1の容量からなる第1の並列共振回路と、この第1の並列共振回路に直列接続された第2のコイルと第2の容量からなる第2の並列共振回路と、前記第1および第2の並列共振回路の接続点とアース間に接続されるとともに第3のコイルと第3の容量からなる直列共振回路に第4のコイルを並列接続したものであって、その直列共振回路ならびに前記第1および第2の並列共振回路の共振周波数よりも低く設定された共振周波数をもつ並列共振回路とを有するフィルタ回路を備えた周波数変換回路。

(5) 前記第1の並列共振回路、第2の並列共振回路および直列共振回路の共振周波数の少なくとも1倍は異なる周波数である特許請求の範囲第(4)

項数の周波数変換回路。

3. 発明の詳細な説明

この発明はテレビのチャンネルコンバータ回路等に適用される周波数変換回路に関するものである。

第1図に従来のミクサ回路を示し、第2図にチャンネルコンバータ回路を示している。まず第1図において端子AよりRF(高周波)信号を入力し、端子Bよりローカル信号が入力される。ブロックV₁はRF信号に同調した帯域フィルタであり、コイルL₁、容量C₅で共振回路を構成している。一方端子Bより入力したローカル信号はローカル周波数に共振するコイルL₂、容量C₆の共振回路をもつブロックV₂の帯域フィルタを通過する。これらのブロックV₁、V₂の容量C₁、C₂、C₄、C₆は結合容量であり、前記2信号は、ブロックV₁、V₂の出力にて結合されブロックV₃のミクサ回路に供給される。ブロックV₃において、Q₁はミクサトランジスであり、抵抗R₁、R₂によりベースにバイアスを与える。エミッタ電流を制御してトランジスタQ₁のニ

よりも上で、TV(テレビ)周波数内でも使用されていない帯域、あるいはTV周波数よりも上の中間周波数(IF)にて変換し、そのIF(中間)周波数の1CH(チャンネル)分のみを通過するブロック4のIFフィルタを通過した後に、ブロック5のIF-AMP(増幅器)を通り、あるいはIFフィルタとIF-AMPを多段構成にしてそれぞれを交互に級級変換するようとする。ブロック5の出力をブロック6の第2のミクサ回路にて、前記IF周波数よりも変換するテレビCの周波数だけ上にある固定周波数OSC7の出力と掛算し、端子Dより変換されたチャンネル周波数として信号をとりだすしくみになっている。

ところで、希望映像周波数をf_d、

ローカル周波数をf_L、

IF周波数をf_I、

固定周波数をf_x、

出力変換周波数をf_o、

とすれば、

$$2f_L - 2f_x = f_o \quad \dots (6)$$

レクタIC RF信号とローカル信号の周波数の差でコイルL₃と容量C₈に共振した共振回路により変換出力を容量C₁₀を経て端子Cに得るようになっている。なおR₃～R₆は抵抗、C₇はコンデンサ容量である。この回路の手法はイメージリカバリー法と呼ばれ、変換利得を上げる手段として従来よく用いられるものである。

ところで、端子Bにはローカル信号の基本波とともにIC2次高調波が入力され、その2倍波は、端子Aから入力される他の訪問がある場合や、RF信号とローカル信号の2倍波との間でスプリアス訪問を発生させることになる。このような音響は、つぎに示すような周波数2重変換方式のチャンネルコンバータ等においては特に問題となる。

また、第2図に示すチャンネルコンバータにおいては、端子Aより入力信号を得、これを信号のある帯域を通過させるブロック1の広帯域フィルタを通過したのちに、ブロック2のミクサ回路にてブロック3のローカル発振器OSCよりの出力信号と掛算し、信号周波数を受信周波数の最低周波数

$$2f_x - 2f_L = f_o \quad \dots (7)$$

$$f_L - f_x = f_o \quad \dots (8)$$

となるスプリアス訪問が特定のチャンネルで生ずる。

その特定のチャンネルは、(8)式の場合、

$$f_L = f_d + f_x \quad \dots (9)$$

$$f_x = f_d + f_o \quad \dots (10)$$

を代入すれば、

$$f_d = \frac{3}{2} f_o \quad \dots (11)$$

(7)式の場合、(9)、(10)式を代入すれば、

$$f_d = \frac{1}{2} f_o \quad \dots (12)$$

(8)式の場合、(9)、(10)式を代入すれば、

$$f_d = 2f_o \quad \dots (13)$$

となる特定チャンネルのみに生ずることになる。

これら3つの訪問はIFフィルタの帯域外抑制能力が大きければ問題ないが、たとえば、f_Lのレベルを10dBmとし、f_xのレベルを0dBmとし、f_dのレベルを-35dBmとして、このときのブロック2のミクサ回路の1次、2次のローカル抑制能力を30dBとすれば、D/u = +10dBとなる。さら

IC IF フィルタの帯域外抑制能は特に固体フィルタを用いたとき問題で、これを -50dB とすれば、 $D/u = -4.0 \text{ dB}$ となる。さらに固定発振器 2 の 2 次抑止比が 10dB とすれば

$D/u = -5.0 \text{ dB}$ となる。一方、 D/u 検知限は -5.5 ~ -6.0dB であるから、この妨害はテレビ画面上に検知されてしまうという欠点がある。

そこで、このような特定チャンネルにて発生するスプリアス妨害を除去することができる提案例を第 3 図ないし第 5 図に示す。すなわち、第 3 図において、ブロック 1 ~ 7 は第 2 図と同機能をはたすものであるので説明は省略する。ブロック 8 はローカル発振器 3 の 2 次高調波を除去するものであり、これは第 4 図に示すローパスフィルタと、第 5 図に示すトライップ回路のいずれか一方または両方が用いられるものである。この場合、第 4 図のローパスフィルタについては回式および印式に示す 2 倍波を減衰できるようにインダクタンス $L_1 \sim L_n$ および容量 $C_1 \sim C_n$ の値を過ぶ。また第 5 図のトライップ回路についてはインダクタンス L_0 、容量

C_0 により、(6)・(7) 式に相当する周波数のみに中心周波数を設定するようとする。このようにして $2f_L$ の成分を減衰させ、-3.0 ~ -4.0dB に減衰されれば、 f_o での D/u は、前述の例では -8.0dB IC なり検知限以下になる。またブロック 9, 10 は (6)・(7) 式の $2f_L$ を除去するとともに、(8) 式の f_L をも減衰させる必要がある。特にブロック 4 の IF フィルタが弹性表面波フィルタを用いた場合には帯域外減衰度はうまく設定しても -5.0dB 以上を得るのは難しい。このため、第 4 図のローパスフィルタあるいは第 5 図のトライップ回路を用いる必要が生じてくるのである。特に、弹性表面波フィルタでは、通過ロスを -1.0dB 以下にするのは難しく、ブロック 9, 10 のローパスフィルタあるいはトライップ回路のロスが大きくなると、システムのトータル NF を劣化させるため、この場合には減衰度を大きくすることは難しい。そこで、システムのトータル NF IC は影響の少ない IF 増幅器 5 の後にブロック 11 として、(6)・(7) 式の $2f_L$ 、(8) 式の f_L を減衰させるローパスフィルタおよびト

トライップ回路を挿入し、これによって減衰度を十分とるようにすると、たとえ通過ロスが大きくなつても IF 増幅器 5 により補償されているので問題はない。さらにブロック 1 は固定発振器 OSC の 2 倍波を抑えるもので、第 4 図および第 5 図のフィルタを挿入することにより、 $2f_x$ の成分を減衰させることができる。このようにして得られた信号 f_o を端子 D へ送ることができる。

なお、第 4 図および第 5 図のフィルタは、中間周波数 f_i を高く選ぶことができれば、パターンにより小型化固定フィルタを構成することができる。また (6)・(7) 式については、第 3 図のブロック 8 ~ 12 の中の少なくとも 1 つを用いれば効果がある。(6) 式についてはブロック 9 ~ 11 のみに効果があり、その中の少なくとも 1 つを用いれば効果がある。また第 3 図において IF フィルタとして弹性表面波フィルタを用いる場合には、(6)・(7) 式中の $2f_L$ 、 f_L を除去する標準を、弹性表面波のパターン設計時にトライップ回路を設けるように設計することが可能である。ところが、これらのフィル

タ回路は、複雑ないしコスト高になるという欠点があつた。

したがって、この発明の目的は、簡単かつ安価にローカル信号の高調波その他の妨害信号を阻止でき、チャンネルコンバータ回路に適用した場合には特定チャンネルのスプリアス妨害を除去することができる周波数変換回路を提供することである。

第 1 の発明の一実施例のフィルタ回路を第 6 図および第 7 図に示す。すなわち、このフィルタ回路は、第 1 図のブロック V1, V2 の各結合容量 C_1 , C_2 あるいは C_4 , C_5 IC コイル L_{11} , L_{21} を並列接続して、コイル L_{11} 、容量 C_1 およびコイル L_{21} 、容量 C_2 の第 1 および第 2 の並列共振回路を形成したものであり、その共振周波数をコイル L_3 、容量 C_3 の第 3 の並列共振回路の共振周波数よりも高く選択するようにしている。この場合、第 3 の並列共振回路は通過帯域に對して共振し、第 1 および第 2 の並列共振回路はたとえば第 1 図のブロック V2 に適用する場合、ローカル発振周波数の 2 倍以上

の高調波のいずれかに共振させるようとする。

並列共振回路のインピーダンス特性は、

$$jX = \frac{1}{j\omega L + j\omega C} = \frac{j\omega L}{(1+\omega LC)(1-\omega^2LC)} \quad \dots (14)$$

となり、(14)式を第7回図示すと共振点 ω_0 では、リアクタンス成分の絶対値は最大であるがそれより少く小さくなれば成分のしの値が小さくなる。このため、第6回において第1の並列共振回路(L_{11} , C_{11})、第2の並列共振回路(L_{21} , C_{21})の ω_0 を@、(7)式の $2f_L$, $2f_x$ に適用すれば、これらは阻止できるが、 f_L , f_x に対しては従来通りの通過特性を示し、この回路により、トラップ回路とタング回路を同時に構成することもできる。また第1および第2の並列共振回路の共振点をたとえれば $2f_L$, $3f_L$ のようにそれぞれ異なった高周波とするトラップ回路をも構成することもできる。

こうしてこの回路を用いるとミクサ回路まわりを簡易化でき、コスト安になる。

第2の発明の一実施例のフィルタ回路を第8回および第9回に示す。すなわち、このフィルタ回

できないので不適である。

第3の発明の一実施例のフィルタ回路を第11回に示す。すなわち、このフィルタ回路は、コイル L_{13} 、容量 C_{13} の第1の並列共振回路と、コイル L_{23} 、容量 C_{23} の第2の並列共振回路とを直列接続し、その接続点とアース間にコイル L_{43} 、容量 C_{33} の直列共振回路とコイル L_{33} とを並列接続し、コイル L_{43} , L_{33} 、容量 C_{33} により第3の並列共振回路を構成し、第1および第2の並列共振回路ならびに直列共振回路の共振周波数を第3の並列共振回路の共振周波数よりも高く選択したものであり、第1および第2の発明の実施例の反方の効果を同時にもたらせるものである。その場合、(L_{13} , C_{13}), (L_{23} , C_{23}), (C_{33} , L_{43})の共振点の少なくとも1つを@、(7)式の $2f_L$, $2f_x$ あるいは $3f_L$, $3f_x$ 以上の高周波に共振させることにより、 f_L , f_x に対する帯域通過特性と高周波成分に関するトラップ回路とを同時に構成することができる。

なお、これらの L , C 電子はパターンによりそ

れは、第1回のブロックV1, V2の容量 C_3 , C_6 に直列に L_{22} を挿入するか、あるいはコイル L_1 , L_2 に直列に容量 C_{32} を挿入したものである。その場合、 L_{22} , C_{32} の直列共振回路の共振周波数を L_{12} , L_{22} , C_{32} の並列共振回路の共振周波数よりも高くなるようになる。

直列共振回路は

$$jX = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \quad \dots (15)$$

であるから第9回のようなインピーダンス特性となる。したがって直列共振回路(C_{32} , L_{22})の共振点 ω_0 を@、(7)式の $2f_L$, $2f_x$ にとれば、 f_L , f_x に対する容量性となる。そこでこの容量成分と、コイル L_{12} とで f_L , f_x に対する並列共振回路を構成すれば f_L , f_x に対する帯域特性と、 $2f_L$, $2f_x$ に対する阻止特性とを同時に得ることができるところとなる。

なお第10回のよう L_{22} , C_{32} の直列共振回路に容量 C_{32} を並列接続する構成は、 L_{22} , C_{32} が $2f_L$, $2f_x$ で共振すると、 f_L , f_x では容量性となり、容量 C_{32} とでタンク回路を構成することができることとなる。

の特性をもたせてもよい。

前記第1ないし第3の発明の実施例をチャンネルコンバータに適用する場合、第3回のブロック8～12に適用できることはいうまでもない。また前記(6)式の f_L の訪問に関しては、第3回のブロック9～11において第1ないし第3の発明の実施例で与えたトラップ回路の共振点の少なくとも1つを f_L とすることにより固定することができる。

なお、これらの発明はトランジスタミキサのみを限定するものではなく、シングルダイオードミキサ、バランスダイオードミキサ、ダブルバランスダイオードミキサにも適用できることはいうまでもない。またこれらの回路は中間周波数の帯域フィルタと訪問信号の阻止トラップ(主にローカルの高周波)を除去する一体化フィルタとしても用いることができる。

以上のように、この発明の周波数変換回路によれば、従来ミクサ回路に加っていたローカル信号の高周波あるいは他の訪問信号を阻止する回路を簡単かつ安価に構成できるとともに、チャンネル

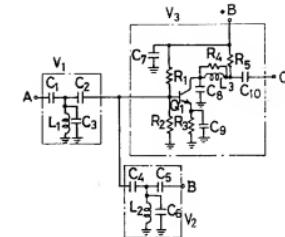
コンバータ回路に用いた場合には、特定チャネルに生じていたスプリアス妨害を除去でき、品質のよい信号を得ることができるという効果がある。

4. 回路の簡単な説明

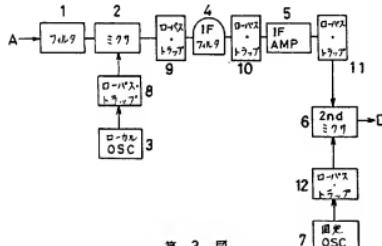
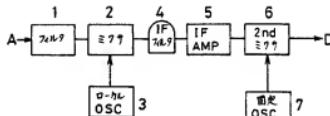
第1図は従来のミクサ回路図、第2図は従来のチャンネルコンバータのブロック図、第3図は提案案例のチャンネルコンバータのブロック図、第4図はローパスフィルタ回路図、第5図はトランプ回路図、第6図は第1の発明の一実施例のフィルタ回路図、第7図はその並列共振回路のインピーダンス特性図、第8図は第2の発明の一実施例のフィルタ回路図、第9図はその直列共振回路のインピーダンス特性図、第10図はフィルタ回路例の回路図、第11図は第3の発明の一実施例のフィルタ回路図である。

$L_3, L_{11}, L_{21}, L_{12}, L_{22}, L_{13}, L_{23}, L_{33}$,
 L_{43} …コイル、 $C_1, C_2, C_3, C_{32}, C_{13}, C_{23}, C_{33}$ …容量

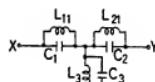
代理人弁理士官井康夫



第1図



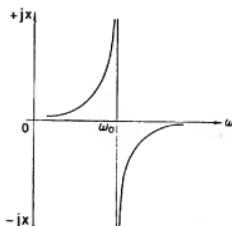
第3図



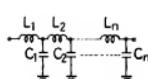
第6図



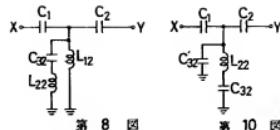
第5図



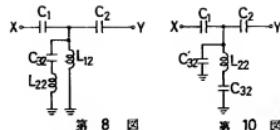
第7図



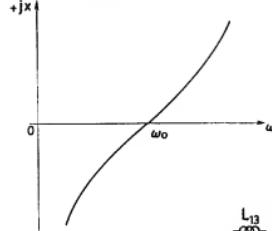
第4図



第 8 図



第 10 図



第 9 図



第 11 図